

## **Spektrumanalysator mit über einen Phasen-Variationsparameter einstellbarem Auflösungsfilter**

Die Erfindung betrifft ein Auflösungsfilter (Resolution-  
5 Filter) für einen Spektrumanalysator.

Bei der Spektrumanalyse wird ein vorgegebener Frequenz-  
bereich mit einem Auflösungsfilter (Resolution-Filter) mit  
einer vorgegebenen Bandbreite durchfahren (gesweept). Das  
10 Auflösungsfilter wird deshalb auch als Sweep-Filter  
bezeichnet. Ein solches Auflösungsfilter für einen  
Spektrumanalysator in analoger Bauweise ist beispielsweise  
aus der US 5,736,845 bekannt. Bei Auflösungsfiltern in  
bekannter analoger Bauweise kann nur eine begrenzte  
15 Sweepgeschwindigkeit erreicht werden, wobei der sogenannte  
K-Faktor, der angibt, wie schnell gesweept wird, bei  
Auflösungsfiltern in bekannter Bauweise beschränkt ist.

Es wurde bisher allgemein davon ausgegangen, daß man bei der  
20 Spektrumanalyse innerhalb von  $T_{\text{res}}$  in der Größenordnung um  
 $1/B_{\text{res}} = T_{\text{res}}$  sweepen darf, damit das Resolution-Filter noch  
einschwingen kann. Allerdings ist diese Aussage nur dann  
richtig, wenn von einem festen Filter für alle Sweep-  
geschwindigkeiten ausgegangen wird.

25 Ein digitales Auflösungsfilter für einen Spektrumanalysator  
ist aus der DE 101 05 258 A1 bekannt. Das dort beschriebene  
Auflösungsfilter ist durch eine gaußförmige Impulsantwort  
gekennzeichnet. Es handelt sich um ein sog. linearphasiges  
30 Auflösungsfilter. Linearphasige Filter haben eine relativ  
lange Gruppenlaufzeitverzögerung. Dadurch haben diese Filter  
beim Sweepen einen nicht unerheblichen Frequenznachlauf und  
die Mitte des Spektrums liegt nicht mehr im Frequenz-  
Ursprung. Ein Design-Freiheitsgrad, der eine Kompensation  
35 dieser unerwünschten Effekte ermöglichen würde, ist bei der  
in der DE 101 05 258 A1 definierten Impulsantwort des  
Auflösungsfilters nicht vorhanden.

Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, einen Spektrumanalysator bzw. ein Auflösungsfilter hierfür zu schaffen, wobei die Impulsantwort des Auflösungsfilters einen freien Design-Parameter hat, der die Kompensation des Frequenznachlaufs, der Verschiebung des Frequenz-Ursprungs und anderer unerwünschter Effekte ermöglicht.

Die Aufgabe wird bezüglich des Auflösungsfilters durch die Merkmale des Anspruchs 1 und bezüglich des Spektrumanalysators durch die Merkmale des Anspruchs 8 gelöst.

Erfindungsgemäß wird in den Phasen-Faktor der Impulsantwort der freie Variationsparameter  $k_0$  eingeführt. Dieser freie Variationsparameter stellt einen Freiheitsgrad der Phase beim Design des Filters dar. Auf diese Weise können beispielsweise nicht nur linearphasige, sondern auch minimalphasige Filter effizient realisiert werden.

Die Unteransprüche betreffen vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung.

Der freie Variationsparameter  $k_0$  kann vorzugsweise so eingestellt werden, daß der durch die Gruppenlaufzeit des Auflösungsfilters bedingte Frequenznachlauf kompensiert wird.

Alternativ bzw. gleichzeitig kann der Variationsparameter  $k_0$  auch so eingestellt werden, daß die Mitte des Frequenzgangs des Auflösungsfilters im Frequenz-Ursprung, also bei der Frequenz  $f=0$  liegt.

Die Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die Zeichnung näher erläutert. In der Zeichnung zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Spektrumanalysators, bei welchem das erfindungsgemäße Auflösungsfilter zum Einsatz kommen kann;

Fig. 2 ein Blockschaltbild der Spektrumanalyse im äquivalenten Basisband;

Fig. 3 die Impulsantwort eines linearphasigen Filters und eines minimalphasigen Gaußfilters;

5 Fig. 4 einen Sweep mit einem minimalphasigen Filter und

Fig. 5 einen Sweep mit einem linearphasigen Filter.

Fig. 1 zeigt einen Spektrumanalysator 20, bei welchem das  
10 erfindungsgemäße Auflösungsfilter 29 zum Einsatz kommt, im Überblick. In Fig. 1 ist nur der hier interessierende Signalbereich unterhalb der Zwischenfrequenz-Stufe dargestellt.

15 Das mit ZF bezeichnete Zwischenfrequenzsignal wird in einem Bandpaß 21 gefiltert. An den Bandpaß 21 schließt sich ein Analog/Digital-Wandler 22 an. Anschließend folgt die I/Q-Mischung 23 in einem I/Q-Demodulator 24, der in üblicher Weise aus einem lokalen Oszillator 25 mit zwei um 90°  
20 phasenverschobenen Ausgängen besteht, die zusammen mit den gefilterten und analog/digital-gewandelten Zwischenfrequenz-Signalen jeweils einem Mischer 27 des I-Zweigs und einem Mischer 26 des Q-Zweigs zugeführt werden.

25 Daran schließt sich die digitale Filterung 28 mit dem erfindungsgemäßen Auflösungsfilter 29 an. Schließlich erfolgt die Hüllkurven-Gleichrichtung 31 in einem Hüllkurven-Gleichrichter 32. Die Logarithmierung 33 erfolgt in einem Logarithmierer 34. Auf den Logarithmierer 34 folgt  
30 ein Videofilter 36, in welchem die Videofilterung 35 erfolgt.

Für die Detektion 37 können unterschiedliche Detektoren 38 bis 41, beispielsweise ein Peak-Detektor 38, ein Auto-Peak-Detektor 39, ein Sample-Detektor 40 und ein RMS (Route Mean Square)-Detektor zur Verfügung stehen. Je nach Anforderungen  
35 können entweder alle vier Detektoren bei einem Spektrumanalysator 20 mit hoher Performance eingebaut werden, oder es können nur bestimmte Detektoren, z.B. bei

spezialisierten Meßaufgaben nur ein einziger Detektor, eingebaut werden. Die Auswertung und Steuerung erfolgt über einen Mikroprozessor 42.

5 Fig. 2 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild der Blöcke 24, 29 und 32 des Spektrumanalysators 20 aus Fig. 1. Das zu analysierende komplexe Eingangssignal  $v(t)$  wird einem Konjugiertkomplex-Bilder 2 zugeführt, der das konjugiertkomplexe Signal  $v^*(t)$  des Eingangssignals  $v(t)$  bildet. In  
10 einem Mischer 3 wird das konjugiertkomplexe Eingangssignal  $v^*(t)$  durch Multiplikation mit dem Sweep-Signal  $e^{j\varphi(t)}$  in das Basisbandsignal  $x(t)$  heruntergemischt. In Fig. 2 ist oben die Frequenz  $f(t)$  des Sweep-Signals als Funktion der Zeit  $t$  dargestellt, wobei zu erkennen ist, daß sich die Sweep-  
15 Frequenz  $f(t)$  linear mit der Zeit  $t$  verändert. Durch Integration erhält man den Phasenwinkel  $\varphi(t)$  als Funktion der Zeit  $t$ . Das Basisband-Signal  $x(t)$  wird dem erfindungsgemäßen Auflösungsfilter (im folgenden Resolution-Filter) 4 zugeführt. In dem Resolution-Filter 4 wird das  
20 Basisband-Signal  $x(t)$  mit der Impulsantwort  $h_{\text{used}}(t)$  des Resolution-Filters 4 gefaltet. Dabei entsteht das Ausgangssignal  $y(t)$ . In einem Betragsbilder 5 wird der Betrag  $|y(t)|$  des Signals  $y(t)$  gebildet.

25 Im unteren Bereich von Fig. 2 ist beispielhaft ein Eingangssignal  $v(t)$  dargestellt, dessen Spektrum aus zwei diskreten Spektrallinien besteht. Ferner ist ein Beispiel für die Übertragungsfunktion  $H(t)$  des Resolution-Filters 4 angegeben. Am Ausgang des Spektrum-Analysators 1 wird das  
30 rechts daneben dargestellte Spektrum angezeigt, wobei die Spektrallinien um die Auflösungsbandbreite  $B_{\text{res}}$  des Resolution-Filters 4 verbreitert sind. Die Auflösungsbandbreite  $B_{\text{res}}$  entspricht der Bandbreite bei einer Dämpfung um -3dB gegenüber dem Maximum.

35

Zum besseren Verständnis der Erfindung werden nachstehend die Überlegungen aus der DE 101 05 258 A1, welche zu einem Auflösungsfilter (Resolution-Filter) mit einer bestimmten Impulsantwort führen, nochmals kurz diskutiert.

Das Spektrum des Signals  $v(t)$  wird zuerst mit der Impulsantwort des Resolution-Filters gefenstert und anschließend gemäß

5

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(\tau) h_{res}(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau = H_{res}(f) * V(f)$$

(1)

die Fouriertransformation durchgeführt.

10 Interessant ist die Frage der Korrelation des Spektrums bei weißem Rauschen. Durch die Korrelation wird beschrieben, in welchem Abstand das Spektrum unkorreliert wird. Die AKF (Autokorrelationsfunktion) des Eingangssignals wird bei weißem Rauschen durch

15

$$E\{v(\tau) v^*(\tau + dt)\} = \begin{matrix} \text{real/imag} \\ \text{Z} \end{matrix} \cdot N_0/2 \delta(dt)$$

(2)

beschrieben. Die AKF des Fourierspektrums ergibt sich unter Verwendung von Gleichung (1)

20

$$\begin{aligned} E\{S^*(f) \cdot S(f + df)\} &= E\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} v^*(\tau_1) h_{res}^*(\tau_1) \cdot e^{j\omega\tau_1} d\tau_1 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} v(\tau_2) h_{res}(\tau_2) \cdot e^{-j(\omega+df)\tau_2} d\tau_2 \right\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E\{v^*(\tau_1) \cdot v(\tau_2)\} h_{res}^*(\tau_1) \cdot h_{res}(\tau_2) e^{-j\omega(\tau_1-\tau_2)} e^{-jdf\tau_2} d\tau_1 d\tau_2 \end{aligned}$$

Durch Einsetzen von Gleichung (2) ergibt sich mit

25  $\tau_1 = \tau_2 := \tau$

6

$$\begin{aligned}
E\{S^*(f) \cdot S(f + df)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} N_0 h_{res}^*(\tau) \cdot h_{res}(\tau) e^{-j d\omega \tau} d\tau \\
&= N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |h_{res}(\tau)|^2 \cdot e^{-j d\omega \tau} d\tau \\
&= N_0 \cdot F\{|h_{res}(\tau)|^2\}
\end{aligned}$$

Für ein Gaußfilter gilt:

5

$$\begin{aligned}
h_{gauss}(t) &= \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln(2)}} B_{res} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{2 \ln(2)} \left(\frac{t}{T_{res}}\right)^2} \\
H_{gauss}(f) &= e^{-2 \ln(2) \cdot \left(\frac{f}{B_{res}}\right)^2}
\end{aligned}
\tag{3}$$

Mit Gleichung (3) folgt:

10

$$\begin{aligned}
R_h(\tau) &= F^{-1}\{|H_{gauss}(f)|^2\} \\
&= F^{-1}\{e^{-2 \ln(2) \cdot 2 \cdot \left(\frac{f}{B_{res}}\right)^2}\} && \text{mit } B'_{res} = B_{res} / \sqrt{2} \\
&= \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln(2)}} \cdot B'_{res} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{2 \ln(2)} \left(\frac{\tau}{T'_{res}}\right)^2} && \text{mit } T'_{res} = T_{res} \sqrt{2} \\
&= \underbrace{\sqrt{\frac{\pi}{2 \ln(2)}} \cdot B_{res} / \sqrt{2}}_{:= B_{rausch}} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{2 \ln(2)} \left(\frac{\tau}{\sqrt{2} \cdot T_{res}}\right)^2}
\end{aligned}$$

(4)

15 Weiterhin folgt mit Gleichung (4)

$$\begin{aligned}
 F\left\{|h_{\text{gauss}}(t)|^2\right\} &= F\left\{\frac{\pi}{2\ln(2)}B_{\text{res}}^2 e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)}\cdot 2\cdot\left(\frac{t}{T_{\text{res}}}\right)^2}\right\} \quad \text{mit } T'_{\text{res}} = T_{\text{res}}/\sqrt{2} \\
 &= \frac{\frac{\pi}{2\ln(2)}B_{\text{res}}^2}{\left(\frac{\pi}{2\ln(2)}\right)^{1/4} B'_{\text{res}}} \cdot e^{-2\ln(2)\cdot\left(\frac{f}{B'_{\text{res}}}\right)^2} \quad \text{mit } B'_{\text{res}} = B_{\text{res}}\sqrt{2} \\
 &= \underbrace{\sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}} B_{\text{res}}/\sqrt{2}}_{B_{\text{rausch}}} \cdot e^{-\ln(2)\cdot\left(\frac{f}{B_{\text{res}}}\right)^2}
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Beim gaußschen Resolution-Filter erhält man mit Gleichung  
 5 (5):

$$E\{S^*(f) \cdot S(f+df)\} = N_0 \cdot B_{\text{rausch}} \cdot e^{-\ln(2)\cdot\left(\frac{df}{B_{\text{res}}}\right)^2}
 \tag{6}$$

10 In Fig. 2 ist das Blockschaltbild der Spektrumanalyse im  
 äquivalenten Basisband gezeigt. Man beachte, daß das zu  
 untersuchende HF-Signal  $v(t)$  zwecks einfacherem Modell im  
 äquivalenten Basisband betrachtet wird (d.h. keine  
 Spektralanteile bei  $f < 0$ ). Nach Bildung von  $v^*(t)$  wird mit  
 15 dem Drehzeiger  $e^{j\varphi(t)}$  multipliziert und es entsteht

$$x(t) = v^*(t) \cdot e^{j\varphi(t)}
 \tag{7}$$

Die Frequenz des Drehzeigers steigt gemäß

$$f(t) = \frac{1}{K} \cdot B_{res}^2 \cdot t$$

(8)

linear mit der Zeit an. Der  $K$ -Faktor gibt an, wie schnell  
 gesweept wird. Da das Resolution-Filter näherungsweise eine  
 5 Einschwingzeit von  $T_{res}$  benötigt, sollte die Frequenz  
 innerhalb  $T_{res}$  maximal um  $B_{res}$  verändert werden, was nach  
 Gleichung (8) einem maximalen  $K$ -Faktor von  $K=1$   
 entspricht. Durch Integration ergibt sich die Phase

$$10 \quad \varphi(t) = \int_{-\infty}^t 2\pi f(t) dt = \frac{\pi}{K} \cdot B_{res}^2 \cdot t^2$$

(9)

Das Signal  $x(t)$  wird anschließend durch das Resolution-  
 Filter mit der Impulsantwort  $h_{used}(t)$  gefiltert und es  
 entsteht das Ausgangssignal  $y(t)$ . Von diesem Ausgangssignal  
 15 wird die Einhüllende  $|y(t)|$  bestimmt und anschließend i.a.  
 logarithmisch auf dem Spektrum-Analyzer dargestellt.

Das Ausgangssignal ergibt sich durch

$$20 \quad y(t) = x(t) * h_{used}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{used}(\tau) \cdot x(t-\tau) d\tau$$

Durch Einsetzen von Gleichung (7) erhält man

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{used}(\tau) \cdot v^*(t-\tau) e^{j\varphi(t-\tau)} d\tau$$

25 Durch Einsetzen von Gleichung (9) ergibt sich schließlich

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{used}(\tau) \cdot v^*(t-\tau) e^{j\frac{\pi}{K} B_{res}^2 (t-\tau)^2} d\tau$$



Durch Ausmultiplikation erhält man

$$y(t) = \underbrace{e^{j\frac{\pi}{K}B_{res}^2 t^2}}_{e^{j\varphi(t)}} \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{h_{used}(\tau) e^{j\frac{\pi}{K}B_{res}^2 \tau^2}}_{h_{disp}(\tau)} \cdot v^*(t-\tau) e^{-j\frac{2\pi}{K}B_{res}^2 t\tau} d\tau$$

(10)

wobei der erste Term  $e^{j\varphi(t)}$  nicht stört, weil letztendlich  $|y(t)|$  zur Anzeige gebracht wird. In der Formel wird die Impulsantwort

$$h_{disp}(t) = h_{used}(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{K}B_{res}^2 t^2}$$

(11)

eingeführt. Der Index "disp" steht für "displayed", weil nachfolgend gezeigt wird, daß das Spektrum dieser Impulsantwort zur Anzeige kommt.

Nach Gleichung (8) ergibt sich durch Umformung

$$t = \frac{f(t) \cdot K}{B_{res}^2}$$

(12)

Durch Einsetzen in Gleichung (10) ergibt sich

$$y(t) = e^{j\varphi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} h_{disp}(\tau) \cdot v^*(t-\tau) e^{-j\omega(t) \cdot \tau} d\tau$$

(13)

Nun können einige interessante Aussagen festgehalten werden: Der Vergleich von Gleichung (13) mit der Fourieranalyse in Gleichung (1) zeigt, daß

1. bei der Spektrumanalyse nicht das verwendete Resolution-Filter  $h_{used}(t)$ , sondern das nach Gleichung (11) beschriebene "displayed" Resolution-Filter  $h_{disp}(t)$  zur Anzeige kommt. Bei langsamen Sweep für ungefähr  $K \geq 2$  stimmen  $h_{used}(t)$  und  $h_{disp}(t)$  näherungsweise überein. Bei schnellem Sweep hingegen treten deutliche Unterschiede auf. In diesem Fall bricht der Pegel ein und das dargestellte Resolution-Filter wird breiter (das Filter kann nicht mehr einschwingen).
2. In Gleichung (13) wird im Gegensatz zur Fourieranalyse nicht  $v(\tau)$ , sondern das um  $t$  verschobene Zeitsignal verwendet. Folglich wertet der Spektrumanalyzer ein zeitlich gleitendes Beobachtungsintervall aus, was nicht weiter störend ist. Bemerkenswert ist die Frage, welchen Einfluß die Geschwindigkeit des gleitenden Beobachtungsfensters auf das Ausgangsspektrum hat.

Um die Frage des gleitenden Beobachtungsfensters in 2. besser beurteilen zu können, empfiehlt es sich, das Parseval'sche Theorem gemäß

$$\int_{-\infty}^{\infty} x_1(\tau) \cdot x_2^*(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} X_1(F) \cdot X_2^*(F) dF$$

auf Gleichung (13) anzuwenden. Durch Substitution von

$$\begin{aligned} x_1(\tau) &= h_{disp}(\tau) \cdot e^{-j\omega(t)\tau} \xrightarrow{\tau} X_1(F) = H_{disp}(F + f(t)) \\ x_2(\tau) &= v(t - \tau) \xrightarrow{\tau} X_2(F) = V(-F) \cdot e^{j2\pi Ft} \end{aligned}$$

läßt sich Gleichung (13) durch

$$\begin{aligned}
 y(t) &= e^{j\varphi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} H_{disp}(F + f(t)) \cdot V^*(-F) e^{-j2\pi F t} dF \\
 &= e^{j\varphi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} H_{disp}(F - f(t)) \cdot V^*(F) e^{-j2\pi F t} dF
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

beschreiben. Damit erhält man erwartungsgemäß eine Faltung des Eingangsspektrums mit dem Resolution-Filter gemäß

5

$$y(t) = e^{j\varphi(t)} H_{disp}(f(t)) * [V^*(f(t)) e^{-j2\pi f(t)t}]$$

10 Durch Einsetzen von Gleichung (12) in Gleichung (14) ergibt sich schließlich

$$y(t) = e^{j\varphi(t)} \int_{-\infty}^{\infty} H_{disp}(F - f(t)) \cdot V^*(F) e^{-j \frac{2\pi K}{B_{res}^2} F f(t)} dF$$

15

(15)

In der DE 101 05 258 A1 ist nur ein sweepoptimiertes  
 20 Gaußfilter hergeleitet. Dieses sweepoptimierte Gaußfilter muß linearphasig sein.

Neue Betrachtungen haben gezeigt, daß das sweepoptimierte Filter für ein beliebiges Filter hergeleitet werden kann.  
 25 Das vorgegebene Filter darf sowohl in Betrag und auch in der Phase beliebig sein. Besonders interessant ist die Tatsache, daß keine Restriktionen an die Phase gestellt werden. Bei dem aus der DE 101 05 258 A1 bekannten Sweepfilter ist dieser Freiheitsgrad nicht nutzbar, weil dort die  
 30 Linearphasigkeit gefordert wurde. Durch die beliebig vorgebbare Phase können nun erfindungsgemäß minimalphasige

Filter realisiert werden, welche optimal hinsichtlich der notwendigen Einschwingzeit sind.

In Gleichung (10) wird die "displayed" Impulsantwort  $h_{disp}(t)$  und die "used" Impulsantwort  $h_{used}(t)$  definiert. Hierbei beschreibt die Impulsantwort  $h_{disp}(t)$  die Transformierte des im Sweep dargestellten Frequenzgangs  $H_{disp}(f)$  des Resolution-Filters, während die Impulsantwort  $h_{used}(t)$  die Transformierte des verwendeten Filters mit dem Frequenzgang  $H_{used}(f)$  ist.

Aus Gleichung (11) ist der Zusammenhang zwischen den beiden Impulsantworten gemäß

$$h_{disp}(t) = h_{used}(t) \cdot e^{j \frac{\pi}{K} B_{res}^2 t^2}$$

bekannt. Die erfindungsgemäße Vorgehensweise besteht nun darin, nicht den Frequenzgang  $H_{used}(f)$  des verwendeten Filters, sondern den Frequenzgang des dargestellten Filters  $H_{disp}(f)$  zu entwickeln. Da bei der Spektrumanalyse nur der Betragsfrequenzgang dargestellt wird, darf somit die Phase beliebig gewählt werden. Nach dem Design wird durch Rücktransformation die Impulsantwort  $h_{disp}(t)$  berechnet. Im nächsten Schritt wird nach obiger Formel die gesuchte Impulsantwort  $h_{used}(t)$  des sweepoptimierten Filters bei der Sweepgeschwindigkeit  $K$  berechnet.

Nachfolgend wird ausführlicher auf die einzelnen Design-Schritte eingegangen:

1. Vorgabe des gewünschten dargestellten Betragsfrequenzgangs  $|H_{disp}(f)|$ :

Häufig wird das Gaußfilter verwendet. Von Interesse können aber auch Filter mit weniger steil abfallendem Betragsfrequenzgang sein, weil damit eine geringere Gruppenlaufzeitverzögerung erzielt wird. Damit geht eine kürzere Einschwingzeit einher, was besonders bei Applikationen mit häufigen Einschwingvorgängen des Filters wünschenswert ist.

## 2. Vorgabe der Phase von $H_{disp}(f)$ :

Prinzipiell kann die Phase beliebig vorgegeben werden. Im Sinne einer minimalen Gruppenlaufzeitverzögerung empfiehlt es sich, ein minimalphasiges Filter zu verwenden. Nachfolgend wird auf das Design eingegangen. Hierbei wird vorausgesetzt, dass das Filter digital realisiert wird, d.h. es wird die diskrete Impulsantwort  $h_{disp}(k)$  mit  $k = [0, nof_{Taps}-1]$  berechnet, wobei  $nof_{Taps}$  die Anzahl der Taps beschreibt.

10

Am einfachsten ist der Entwurf eines linearphasigen Filters der Länge  $nof_{Taps}$  mit dem vorgegebenen Betragsfrequenzgang  $|H_{disp}(f)|$ . Gängige Verfahren sind der Remez- oder der MMS-Algorithmus. Anschließend werden die Nullstellen der Übertragungsfunktion in der komplexen  $z$ -Ebene bestimmt. Die Nullstellen außerhalb des Einheitskreises werden anschließend in den Einheitskreis gespiegelt, wodurch der Betragsfrequenzgang nicht verändert wird. Dieses Verfahren ist suboptimal, weil dadurch immer minimalphasige Filter mit doppelten Nullstellen entstehen, was zu einer Einschränkung des Freiheitsgrades führt.

In Fig. 3 wird ein Beispiel der diskreten Impulsantwort  $h(k)$  als Funktion des Abtastindex eines minimalphasigen Gaußfilters im Vergleich zu einem linearphasigen Gaußfilter gezeigt. Man erkennt, daß das minimalphasige Filter eine wesentlich kürzere Gruppenlaufzeitverzögerung als das linearphasige Filter besitzt. Natürlich besitzt das minimalphasige Filter die gleiche Tapzahl  $nof_{Taps} = 161$  wie das linearphasige Filter, d.h. die Einschwingzeit ist gleich lang. Allerdings klingt beim Sweep der Einschwingfehler des minimalphasigen Filters wesentlich schneller als beim linearphasigen Filter ab, was ein Vergleich von Fig. 4 mit Fig. 5 verdeutlicht. Fig. 4 zeigt den Sweep mit einem minimalphasigen Filter, während Fig. 5 den gleichen Sweep mit einem linearphasigen Filter zeigt. Das Eingangssignal

ist jeweils eine diskrete Spektrallinie. Man erkennt, daß beim minimalphasigen Filter der Fehler bereits während der Einschwingphase, d.h. unmittelbar nach der "ersten Keule", so stark abgeklungen ist, dass bereits ungefähr die zweite  
 5 Hälfte der Einschwingphase für die Analyse genutzt werden kann. Beim linearphasigen Filter hingegen kann die Analyse erst später begonnen werden.

Mit dem nachfolgenden Verfahren wird ein besseres  
 10 Filterdesign erreicht. Man entwirft das linearphasige Filter nicht mit  $nof_{Taps}$  Taps, sondern mit der doppelten Länge  $2 \cdot nof_{Taps}$ . Als Zielfunktion gibt man ebenfalls nicht  $|H_{disp}(f)|$ , sondern  $|H_{disp}(f)|^2$  vor. Gleiches gilt für eventuell verwendete Kostenfunktionen. Anschließend werden von dem  
 15 ermittelten Digitalfilter  $h_{disp}^{(long)}(k)$  die Nullstellen im Einheitskreis berechnet. Die spiegelsymmetrischen Nullstellen außerhalb des Einheitskreises werden verworfen. Die so erzeugte Impulsantwort  $h_{disp}(k)$  besitzt die gewünschte Tapzahl  $nof_{Taps}$ . Weiterhin besitzt es den gewünschten Ziel-  
 20 Betragsfrequenzgang  $|H_{disp}(f)|$ . Das so berechnete Filter hat keine doppelten Nullstellen, womit dieses Design den vollen Freiheitsgrad ausnutzt.

3. Berechnung von  $h_{used}(k)$  :

25 Nun liegt die Impulsantwort  $h_{disp}(k)$  vor. Nach Gleichung (11) wird die Impulsantwort des zu verwendenden Filters gemäß

$$h_{used}(k) = h_{disp}(k) \cdot e^{-j \frac{\pi}{K} B_{res}^2 (k-k_0)^2 T_a^2} \quad \text{mit} \quad k = [0, nof_{Taps}-1]$$

(16)

berechnet, wobei  $T_a$  die Abtastperiode des Digitalfilters  
 30 ist. Im Unterschied zu Gleichung (11) wurde erfindungsgemäß der Parameter  $k_0$  eingeführt, welcher im Spektralbereich eine Verschiebung des Spektrums bewirkt. Durch den Parameter

$k_0$  können verschiedene wünschenswerte Effekte erreicht werden:

1. Kompensation des Frequenznachlaufs: Durch die Gruppenlaufzeit des Resolution-Filters ist die korrespondierende Frequenz vom Ausgangssignal ebenso nachlaufend. Durch Einstellung eines entsprechenden  $k_0$  kann dieser Effekt kompensiert werden.

2. Minimierung der benötigten Bandbreite von  $H_{used}(f)$ : Mit zunehmender Sweepgeschwindigkeit (kleineres  $K$ ) liegt die Mitte des Spektrums  $H_{used}(f)$  nicht mehr im Frequenz-Ursprung  $f=0$ , sondern verschiebt sich hin zu größeren Frequenzen. Bei dem vorliegenden digitalen System müßte damit die benötigte Abtastrate  $f_a$  unnötig erhöht werden, um weiterhin das Abtasttheorem zu erfüllen. Durch entsprechende Wahl von  $k_0$  läßt sich dieser Effekt vermeiden. In guter Näherung sollte  $k_0 = k_{max}$  gewählt werden, wobei  $k_{max}$  der Zeitpunkt des Maximums von  $|h_{disp}(k)|$  ist.

Weiterhin sei auf eine für die Implementierung sinnvolle Vorgehensweise hingewiesen: Grundsätzlich sollte nicht  $h_{used}(k)$  für verschiedene Sweepgeschwindigkeiten  $K$  vorberechnet und im Gerät abgelegt werden, sondern lediglich  $h_{disp}(k)$  vorberechnet werden. Nach Kenntnis der gewünschten Sweepgeschwindigkeit wird im Gerät die interessierende Impulsantwort  $h_{used}(k)$  nach der Vorschrift in Gleichung (16) berechnet. Dieses Verfahren besitzt den Vorteil, daß der Verwaltungs- und Speicheraufwand der einzelnen Impulsantworten wegfällt. Weiterhin wird immer die Impulsantwort für das vorliegende  $K$  verwendet. Damit tritt kein Quantisierungsfehler auf, weil die Impulsantwort  $h_{used}(k)$  nicht für genau den eingestellten  $K$ -Faktor verfügbar ist.

Die geschlossene Darstellung der Impulsantwort des komplexen Auflösungsfilters wird nachfolgend bestimmt.

Zur Herleitung der geschlossenen Darstellung der Impulsantwort  $h_{used}$  des Filters wird zunächst der zeitkontinuierliche Fall betrachtet. Der freie Variationsparameter ist dann

$$t_0 = k_0 \cdot T_a.$$

Zur Spektrumanalyse wird ein gaußförmiges Resolution-Filter mit der Bandbreite  $B_{res}$  verwendet. Das "displayed" Resolution-Filter soll die Impulsantwort und Übertragungsfunktion

$$h_{disp}(t) = \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(2)}} B_{res} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{2\ln(2)} \left(\frac{t}{T_{res}}\right)^2} * h_{allp}(t)$$

$$H_{disp}(f) = e^{-2\ln(2) \cdot \left(\frac{f}{B_{res}}\right)^2} \cdot e^{j\varphi(f)}$$

(17)

besitzen. Durch  $|H_{disp}(f=0)| = 1$  wird die amplitudenrichtige Darstellung der Spektrallinien sichergestellt. Der Phasenverlauf  $\varphi(f)$  der Übertragungsfunktion kann beliebig gewählt werden, weil bei der Spektrumanalyse  $|H_{disp}(f)|$  dargestellt wird. Der Phasengang  $\varphi(f)$  kann beispielsweise nach dem vorne beschriebenen Verfahren bestimmt werden, damit die Übertragungsfunktion minimalphasig wird, was zu einem schnellen Einschwingen von  $h_{disp}(t)$  führt. Die Fourier-Rücktransformierte von  $e^{j\varphi(f)}$  ist  $h_{allp}(t)$ . Da im Frequenzbereich eine Multiplikation mit  $e^{j\varphi(f)}$  durchgeführt wird, muss im Zeitbereich entsprechend eine Faltung mit der Impulsantwort  $h_{allp}(t)$  eines Allpasses durchgeführt werden, was durch das Zeichen  $*$  symbolisiert wird. Aufgrund des in Gleichung (11) angegebenen Zusammenhangs zwischen  $h_{disp}(t)$  und  $h_{uses}(t)$  beschreibt  $\varphi(t)$  nicht nur den Phasengang der Übertragungsfunktion  $H_{disp}(f)$ , sondern auch den Phasengang der Übertragungsfunktion  $H_{used}(f)$  des Resolutions-Filters.



Die Impulsantwort des zu verwendenden Resolution-Filter erhält man nach Gleichung (16) in zeitkontinuierlicher Darstellung zu

$$h_{used}(t) = h_{disp}(t) \cdot e^{-j \frac{\pi}{K} B_{res}^2 (t-t_0)^2} \quad (18)$$

Durch Einsetzen ergibt sich

$$h_{used}(t) = \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln(2)}} B_{res} \cdot \left[ e^{-\frac{\pi^2}{2 \ln(2)} \left( \frac{t}{T_{res}} \right)^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-j \frac{\pi}{K} B_{res}^2 (t-t_0)^2} \quad (19)$$

Der Übergang zur diskreten Impulsantwort folgt aus

$$h_{used}(k) = T_a h_{used}(t=kT_a) .$$

Durch Einsetzen von Gleichung (19) erhält man

$$h_{used}(k) = \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln(2)}} \cdot B_{res} \cdot T_a \cdot \left[ e^{-\frac{\pi^2}{2 \ln(2)} \left( \frac{t}{T_{res}} \right)^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-j \frac{\pi}{K} B_{res}^2 (t-t_0)^2} \quad (20)$$

mit  $T_{res} = 1/B_{res}$ ,  $B_{res}$  = Resolution-Bandbreite (Auflösungs-Bandbreite) bei 3dB Signalabfall gegenüber dem Maximum und  $T_a$  = Abtastperiode im Basisband.

Dabei ergibt sich folgende allgemeine Darstellung für die Impulsantwort:

$$h_{used}(k) = C_1 \cdot \left[ e^{-C_2 T_a^2 \cdot k^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-j C_3 (k-k_0)^2 \cdot T_a^2}$$

Hierin bedeuten  $k$  der Abtastindex und  $T_a$  die Abtastperiode.  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  sind Konstanten, wobei die Konstante  $C_1$  vorzugsweise

$$C_1 = \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln(2)}} \cdot B_{res} \cdot T_a$$

beträgt und wobei  $B_{res}$  die Bandbreite des Auflösungsfilters ist.

Die Konstante  $C_2$  beträgt vorzugsweise

$$C_2 = \frac{\pi^2}{2 \ln(2)} \cdot \frac{1}{T_{res}^2},$$

wobei  $T_{res} = 1/B_{res}$  die Reziprokbandbreite  $B_{res}$  des Auflösungsfilters ist.

Die Konstante  $C_3$  beträgt vorzugsweise

$$C_3 = \frac{\pi}{K} \cdot B_{res}^2,$$

wobei  $B_{res}$  die Bandbreite des Auflösungsfilters und  $K$  der  $K$ -Faktor des Auflösungsfilters ist, der über die Gleichung

$$f(t) = \frac{1}{K} \cdot B_{res}^2 \cdot t$$

definiert ist und  $f(t)$  eine linear mit der Zeit  $t$  variable Frequenz ist, die dem dem Auflösungsfilter 4 vorgeschalteten Mischer 3 des Spekumanalysators zugeführt wird.

Es ist jedoch auch denkbar, die Konstanten  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  in anderer Weise im Rahmen der vorliegenden Erfindung festzulegen.

## Ansprüche

1. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4) für einen Spektrumanalysator (1),

5 dadurch gekennzeichnet,

daß das Auflösungsfilter (4) folgende komplexe, diskrete Impulsantwort  $h_{used}(k)$  hat:

$$h_{used}(k) = C_1 \cdot \left[ e^{-C_2 T_a^2 \cdot k^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-jC_3 (k-k_0)^2 \cdot T_a^2}$$

10

wobei  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  Konstanten,  $k$  der Abtastindex und  $T_a$  die Abtastperiode sind,

wobei  $h_{allp}(t)$  die Fourier-Rücktransformierte von  $e^{j\varphi(f)}$  ist, worin  $\varphi(f)$  ein beliebiger Phasengang in Abhängigkeit von

15 der Frequenz in der Übertragungsfunktion des Auflösungsfilters ist und

wobei  $k_0$  ein freier Variationsparameter ist.

2. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) nach Anspruch 1,

20 dadurch gekennzeichnet,

daß der Variationsparameter  $k_0$  so eingestellt ist, daß der durch die Gruppenlaufzeit des Auflösungsfilters (4) bedingte Frequenznachlauf kompensiert ist.

25 3. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) nach Anspruch 1 oder 2,

dadurch gekennzeichnet,

daß der Variationsparameter  $k_0$  so eingestellt ist, daß die Mitte des Frequenzgangs  $H_{used}(f)$  des Auflösungsfilters im  
30 Frequenz-Ursprung bei der Frequenz  $f=0$  liegt.

4. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) nach einem der Ansprüche 1 bis 3,

dadurch gekennzeichnet,

35 daß  $\varphi(f)$  und somit  $h_{allp}(t)$  so gewählt sind, daß sich ein minimalphasiges Auflösungsfilter ergibt.

5. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4) nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Konstante  $C_1$

$$C_1 = \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln(2)}} \cdot B_{res} \cdot T_a$$

beträgt, wobei  $B_{res}$  die Bandbreite des Auflösungsfilters (4) ist.

6. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4) nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Konstante  $C_2$

$$C_2 = \frac{\pi^2}{2 \ln(2)} \cdot \frac{1}{T_{res}^2}$$

beträgt, wobei  $T_{res} = 1/B_{res}$  die reziproke Bandbreite  $B_{res}$  des Auflösungsfilters (4) ist.

7. Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4) nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Konstante  $C_3$

$$C_3 = \frac{\pi}{K} \cdot B_{res}^2$$

beträgt, wobei  $B_{res}$  die Bandbreite des Auflösungsfilters (4) und  $K$  der K-Faktor des Auflösungsfilters (4) ist, wobei der K-Faktor über die Gleichung

$$f(t) = \frac{1}{K} \cdot B_{res}^2 \cdot t$$

definiert ist und  $f(t)$  eine linear mit der Zeit  $t$  variable Frequenz ist, die einem dem Auflösungsfilter (4) vorgeschalteten Mischer (3) des Spektrumanalysators (1) zugeführt wird.

5

8. Spektrumanalysator zur Analyse des Spektrums eines Eingangssignals mit einem die Frequenzauflösung festlegenden Auflösungsfilter (Resolution-Filter) (4),  
dadurch gekennzeichnet,

10 daß das Auflösungsfilter (4) folgende komplexe, diskrete Impulsantwort  $h_{used}(k)$  hat:

$$h_{used}(k) = C_1 \cdot \left[ e^{-C_2 T_a^2 \cdot k^2} * h_{allp}(t) \right] \cdot e^{-jC_3 (k-k_0)^2 \cdot T_a^2}$$

15 wobei  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  Konstanten,  $k$  der Abtastindex und  $T_a$  die Abtastperiode sind,

wobei  $h_{allp}(t)$  die Fourier-Rücktransformierte von  $e^{j\varphi(f)}$  ist,  
worin  $\varphi(f)$  ein beliebiger Phasengang in Abhängigkeit von  
der Frequenz in der Übertragungsfunktion des

20 Auflösungsfilters ist und

wobei  $k_0$  ein freier Variationsparameter ist.

9. Spektrumanalysator nach Anspruch 8,  
dadurch gekennzeichnet,

25 daß der Variationsparameter  $k_0$  so eingestellt ist, daß der durch die Gruppenlaufzeit des Auflösungsfilters (4) bedingte Frequenznachlauf kompensiert ist.

10. Spektrumanalysator nach Anspruch 8 oder 9,

30 dadurch gekennzeichnet,

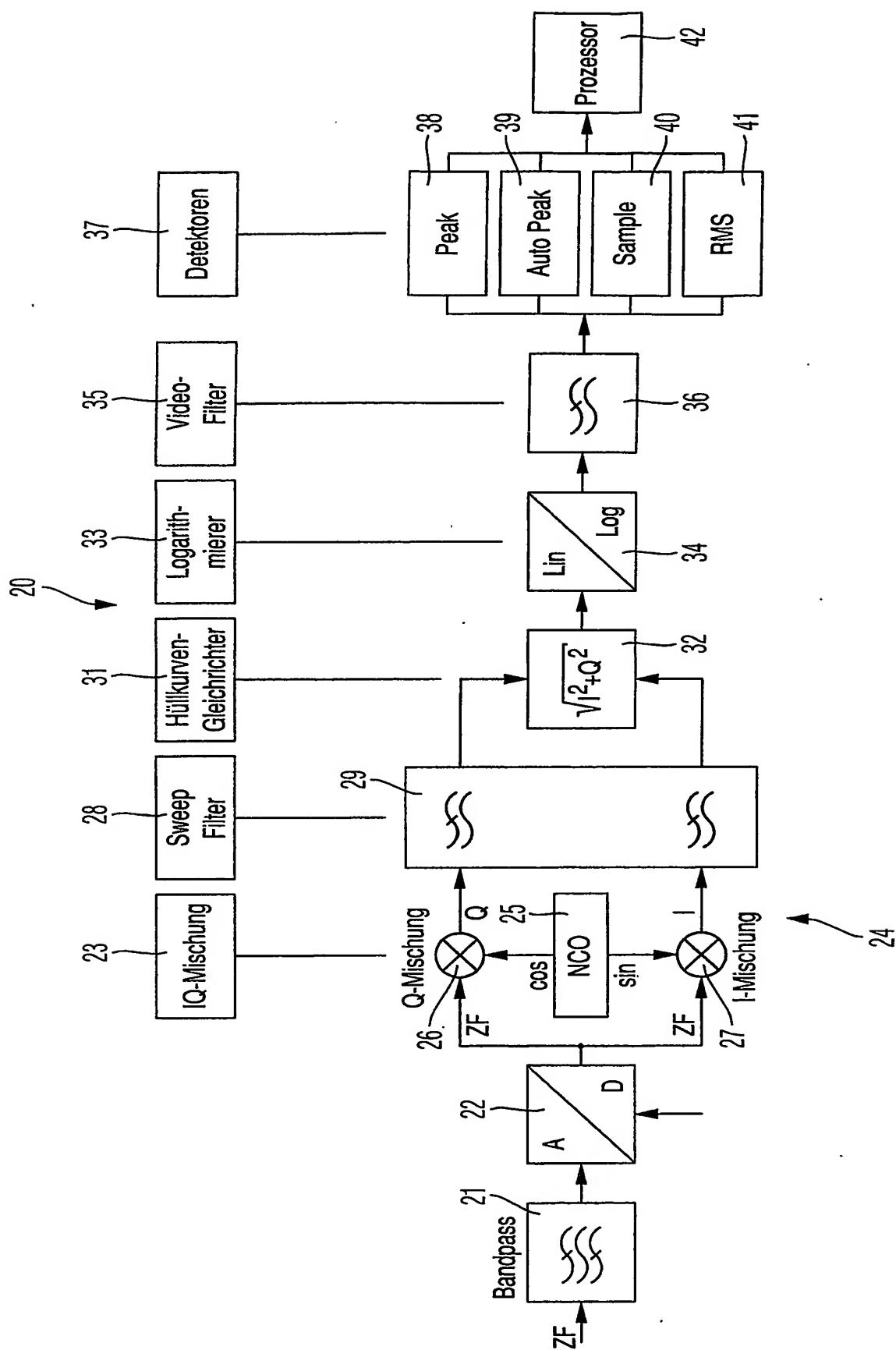
daß der Variationsparameter  $k_0$  so eingestellt ist, daß die Mitte des Frequenzgangs  $H_{used}(f)$  des Auflösungsfilters im Frequenz-Ursprung bei der Frequenz  $f=0$  liegt.

35 11. Spektrumanalysator nach einem der Ansprüche 8 bis 10,  
dadurch gekennzeichnet,

daß  $\varphi(f)$  und somit  $h_{allp}(t)$  so gewählt sind, daß sich ein minimalphasiges Auflösungsfilter ergibt.

1/3

Fig. 1





2/3

Fig. 2

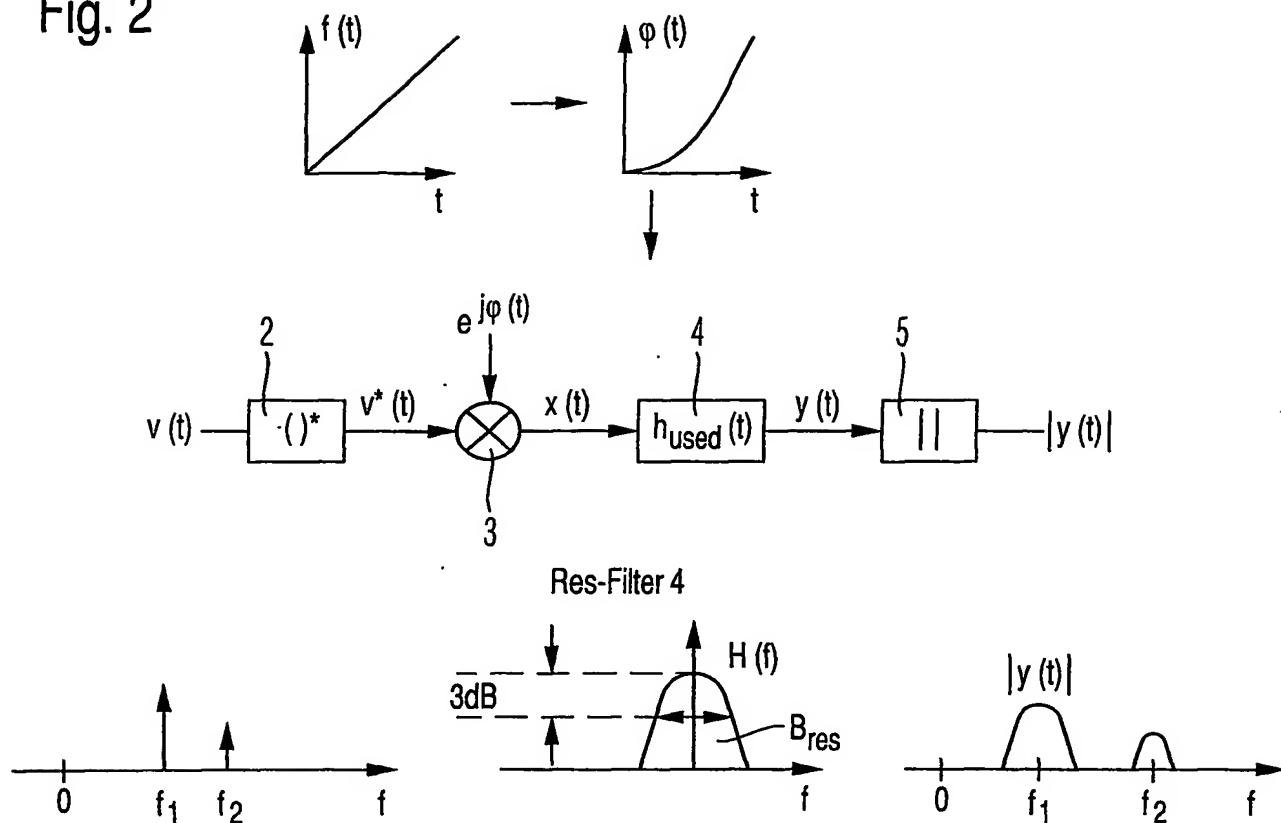
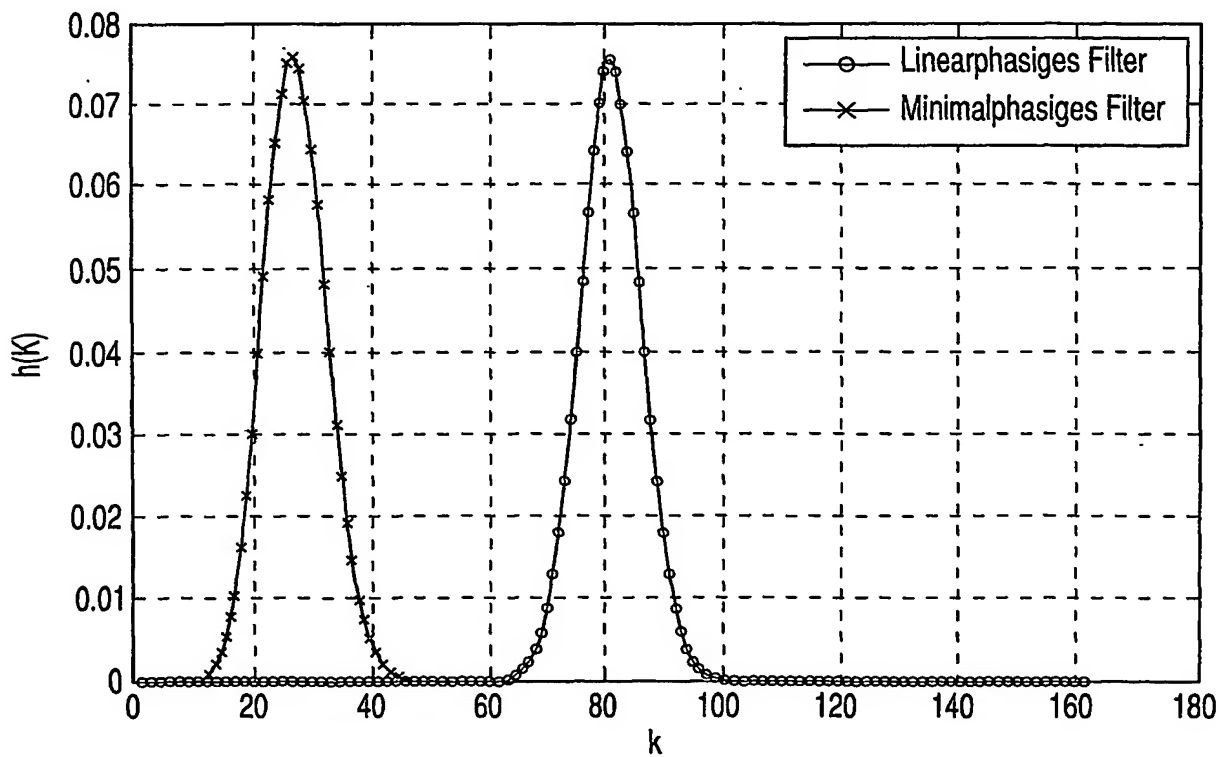


Fig. 3



3/3

Fig. 4

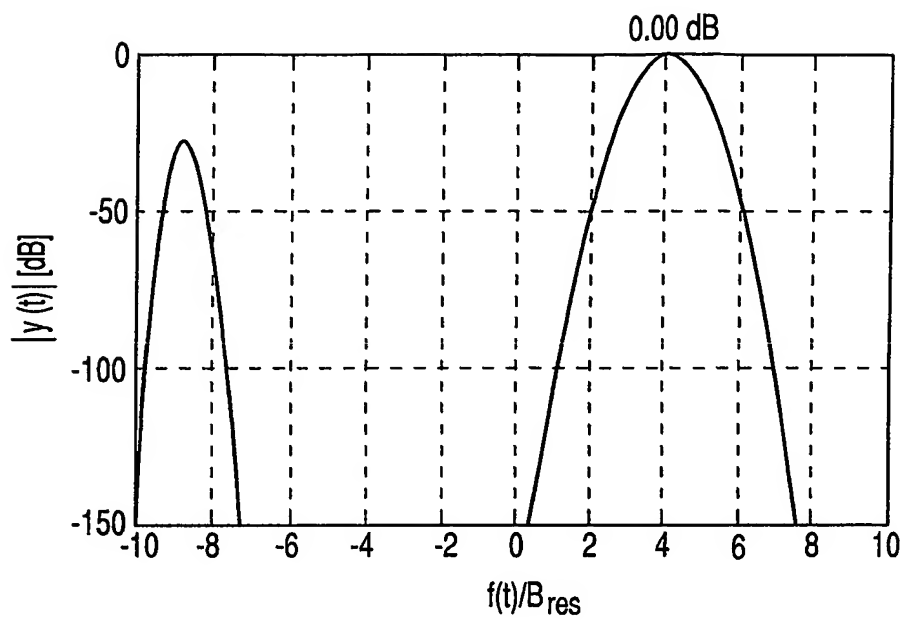
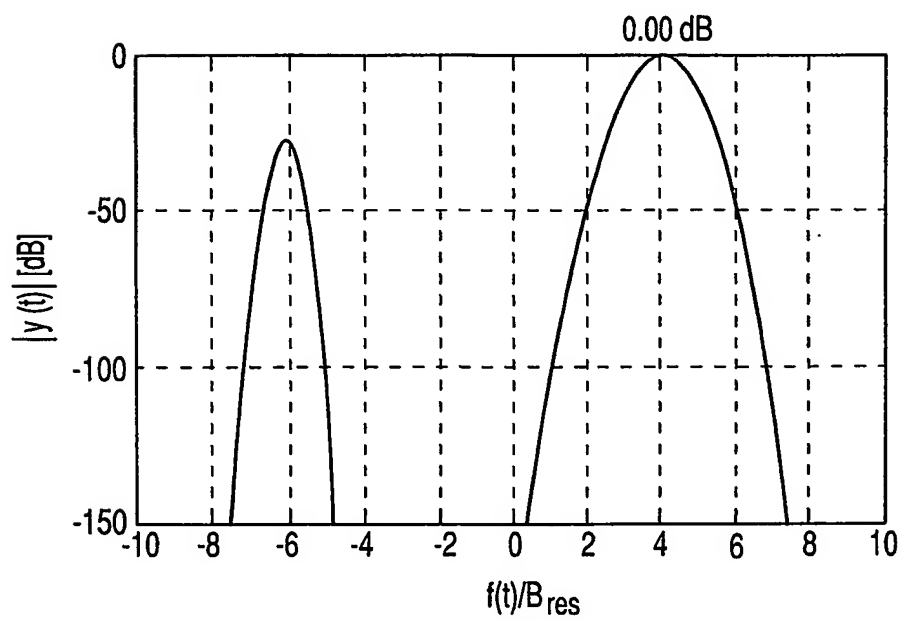


Fig. 5



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/EP2004/012809

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
IPC 7 H03H17/02 G01R23/173

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 G01R H03H

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	DE 101 05 258 A1 (ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG) 29 August 2002 (2002-08-29) cited in the application page 6, line 12 - line 15; claim 1; figure 1	1,8
A	US 6 445 327 B1 (KISHI YUJI) 3 September 2002 (2002-09-03) abstract; claim 14; figures 10-12	1,8
A	US 6 275 020 B1 (NAGANO MASAO) 14 August 2001 (2001-08-14) abstract; figures 1,2	1,8

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

**\* Special categories of cited documents :**

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the International filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the International filing date but later than the priority date claimed

- \*T\* later document published after the International filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- \*X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- \*Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- \* & \* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the International search

26 January 2005

Date of mailing of the International search report

03/02/2005

Name and mailing address of the ISA  
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Fritz, S

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP2004/012809

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)	Publication date
DE 10105258	A1	29-08-2002	JP	2002333458 A	22-11-2002
			US	2002135351 A1	26-09-2002
US 6445327	B1	03-09-2002	JP	3375919 B2	10-02-2003
			JP	2001141764 A	25-05-2001
US 6275020	B1	14-08-2001	JP	3338370 B2	28-10-2002
			JP	11326407 A	26-11-1999
			DE	19922249 A1	05-01-2000

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2004/012809

**A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES**  
IPK 7 H03H17/02 G01R23/173

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchiertes Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 7 G01R H03H

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der Internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	DE 101 05 258 A1 (ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG) 29. August 2002 (2002-08-29) in der Anmeldung erwähnt Seite 6, Zeile 12 - Zeile 15; Anspruch 1; Abbildung 1	1,8
A	US 6 445 327 B1 (KISHI YUJI) 3. September 2002 (2002-09-03) Zusammenfassung; Anspruch 14; Abbildungen 10-12	1,8
A	US 6 275 020 B1 (NAGANO MASAO) 14. August 2001 (2001-08-14) Zusammenfassung; Abbildungen 1,2	1,8

☐ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

\*A\* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

\*E\* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

\*L\* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

\*O\* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

\*P\* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

\*T\* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

\*X\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

\*Y\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

\*Z\* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

26. Januar 2005

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

03/02/2005

Name und Postanschrift der internationalen Recherchenbehörde  
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Beauftragter

Fritz, S

# INTERNATIONALE RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2004/012809

Im Recherchenbericht angeführtes Patentedokument		Datum der Veröffentlichung		Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
DE 10105258	A1	29-08-2002	JP	2002333458 A		22-11-2002
			US	2002135351 A1		26-09-2002
US 6445327	B1	03-09-2002	JP	3375919 B2		10-02-2003
			JP	2001141764 A		25-05-2001
US 6275020	B1	14-08-2001	JP	3338370 B2		28-10-2002
			JP	11326407 A		26-11-1999
			DE	19922249 A1		05-01-2000